



<b>TRANSMITTAL FORM</b> (to be used for all correspondence after initial filing)		Application No.	10/662,195
		Filing Date	September 12, 2003
		First Named Inventor	Dae-Ig Chang
		Art Unit	
		Examiner Name	
Total Number of Pages in This Submission	6	Attorney Docket Number	3364P138

ENCLOSURES (check all that apply)		
<input checked="" type="checkbox"/> Fee Transmittal Form  <input type="checkbox"/> Fee Attached  <input type="checkbox"/> Amendment / Response  <input type="checkbox"/> After Final <input type="checkbox"/> Affidavits/declaration(s)  <input type="checkbox"/> Extension of Time Request  <input type="checkbox"/> Express Abandonment Request  <input type="checkbox"/> Information Disclosure Statement  <input type="checkbox"/> PTO/SB/08 <input checked="" type="checkbox"/> Certified Copy of Priority Document(s)  <input type="checkbox"/> Response to Missing Parts/Incomplete Application  <input type="checkbox"/> Basic Filing Fee <input type="checkbox"/> Declaration/POA  <input type="checkbox"/> Response to Missing Parts under 37 CFR 1.52 or 1.53	<input type="checkbox"/> Drawing(s)  <input type="checkbox"/> Licensing-related Papers  <input type="checkbox"/> Petition  <input type="checkbox"/> Petition to Convert a Provisional Application  <input type="checkbox"/> Power of Attorney, Revocation Change of Correspondence Address  <input type="checkbox"/> Terminal Disclaimer  <input type="checkbox"/> Request for Refund  <input type="checkbox"/> CD, Number of CD(s)	<input type="checkbox"/> After Allowance Communication to Group  <input type="checkbox"/> Appeal Communication to Board of Appeals and Interferences  <input type="checkbox"/> Appeal Communication to Group (Appeal Notice, Brief, Reply Brief)  <input type="checkbox"/> Proprietary Information  <input type="checkbox"/> Status Letter  <input checked="" type="checkbox"/> Other Enclosure(s) (please identify below): <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; margin-top: 10px;">Request for Priority; return postcard</div>
Remarks		

SIGNATURE OF APPLICANT, ATTORNEY, OR AGENT	
Firm or Individual name	Eric S. Hyman, Reg. No. 30,139 BLAKELY, SOKOLOFF, TAYLOR & ZAFMAN LLP
Signature	
Date	11/14/03

CERTIFICATE OF MAILING/TRANSMISSION			
I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service on the date shown below with sufficient postage as first class mail in an envelope addressed to: Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.			
Typed or printed name	Melissa Stead		
Signature		Date	11-14-03



DOCKET NO.: 3364P138

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

DAE-IG CHANG, ET AL.

Application No.: 10/662,195

Filed: September 12, 2003

For: soft decision decoder, and log likelihood  
ratio calculator and method thereof for  
enhanced performance in soft decision  
decoding

Art Group:

Examiner:

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

REQUEST FOR PRIORITY

Applicant respectfully requests a convention priority for the above-captioned application,  
namely:

COUNTRY	APPLICATION NUMBER	DATE OF FILING
Korea	2002-0055302	12 September 2002

☒ A certified copy of the document is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

Blakely, Sokoloff, Taylor & Zafman LLP

Dated: 11/14/03

Eric S. Hyman, Reg. No. 30,139

12400 Wilshire Boulevard, 7th Floor  
Los Angeles, CA 90025  
Telephone: (310) 207-3800

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United  
States Postal Service on the date shown below with sufficient postage as first  
class mail in an envelope addressed to: Commissioner for Patents, P.O. Box  
1450, Alexandria, VA 22313-1450.

Melissa Stead

Date



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2002-0055302  
Application Number

출원 년 월 일 : 2002년 09월 12일  
Date of Application

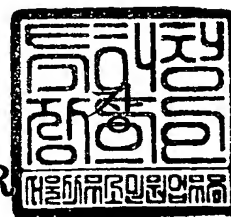
출원인 : 한국전자통신연구원  
Applicant(s) Electronics and Telecommunications Research Institute



2003      년      08      월      29      일

특      허      청

COMMISSIONER



## 【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2002.09.12
【발명의 명칭】	연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법
【발명의 영문명칭】	Soft Decision Decoder, Apparatus of Generalized Log Likelihood Ratio considered Channel Estimation Errors for Soft Decision Decoding at QAM Signals and method thereof
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【대리인】	
【명칭】	유미특허법인
【대리인코드】	9-2001-100003-6
【지정된변리사】	이원일
【포괄위임등록번호】	2001-038431-4
【발명자】	
【성명의 국문표기】	장대익
【성명의 영문표기】	CHANG, DAE IG
【주민등록번호】	590810-1496120
【우편번호】	305-720
【주소】	대전광역시 유성구 신성동 두레아파트 102동 305호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	윤동원
【성명의 영문표기】	YOUN, DONG WEON
【주민등록번호】	660122-1029314
【우편번호】	302-724
【주소】	대전광역시 서구 관저동 대자연아파트 102동 1906호
【국적】	KR

**【발명자】****【성명의 국문표기】**

김내수

**【성명의 영문표기】**

KIM,NAE S00

**【주민등록번호】**

580712-1526316

**【우편번호】**

306-759

**【주소】**

대전광역시 대덕구 법동 보람아파트 104동 1303호

**【국적】**

KR

**【심사청구】**

청구

**【취지】**

특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인  
유미특허법인 (인)

**【수수료】****【기본출원료】**

20 면 29,000 원

**【가산출원료】**

5 면 5,000 원

**【우선권주장료】**

0 건 0 원

**【심사청구료】**

6 항 301,000 원

**【합계】**

335,000 원

**【감면사유】**

정부출연연구기관

**【감면후 수수료】**

167,500 원

**【첨부서류】**

1. 요약서·명세서(도면)\_1통

**【요약서】****【요약】**

본 발명은 직교진폭변조(QAM) 신호의 연판정 복호시 성능 향상을 위해 채널 추정 오류를 고려한 일반화된 대수 우도비 알고리즘을 구현하기 위한 연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

이를 위해 본 발명에 따른 실시예에서는 기준신호와 채널추정 신호를 곱셈하는 곱셈기, 곱셈기의 출력 신호와 수신단의 수신신호를 감산하는 감산기, 감산기 출력 신호와 기준신호를 각각 제공하는 제1 및 제2 제공기, 제1 및 제2 제공기들의 출력 신호를 제산하는 제산기, 제산기의 출력 신호를 비교하는 비교기를 포함한다.

따라서, 본 발명은 일반화된 대수 우도비를 이용하여 채널 추정 오류를 반영한 연판정 신호 복호가 이루어져 최적의 신호 복원을 통하여 수신 신호 복호 성능이 향상되고, 아울러 신호대 잡음비가 개선될 수 있는 효과를 제공한다.

**【대표도】**

도 3

**【색인어】**

직교진폭변조(QAM), 채널부호, 대수 우도비, 연판정 복호, 대수 우도비 계산 장치

**【명세서】****【발명의 명칭】**

연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법{Soft Decision Decoder, Apparatus of Generalized Log Likelihood Ratio considered Channel Estimation Errors for Soft Decision Decoding at QAM Signals and method thereof}

**【도면의 간단한 설명】**

도 1은 일반적인 직교진폭변조 신호의 연판정 복호기 구성을 도시한 블록도이다.

도 2는 종래 기술에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 구성을 도시한 블록도이다.

도 3은 본 발명에 따른 실시예의 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 구성을 도시한 도면이다.

도 4는 도 2에서 구현한 대수 우도비 계산 장치에 의한 복호시 64-직교진폭변조 신호의 비트 오류 확률 성능도가 도시된 그래프이다.

도 5는 본 발명에 따른 실시예의 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치에 의한 복호시 64-직교진폭변조 신호의 비트 오류 확률 성능도가 도시된 그래프이다.

**【발명의 상세한 설명】****【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

- <6> 본 발명은 연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법에 관한 것으로, 보다 상세하게 직교진폭변조(QAM) 신호의 연판정 복호시 성능 향상을 위해 채널 추정 오류를 고려한 일반화된 대수 우도비 알고리즘을 구현하기 위한 연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법에 관한 것이다.
- <7> 정보통신 기술이 점차 이동화 및 멀티미디어화 되어 감에 따라, 직교진폭변조 방식은 제한된 주파수 자원 내에서 고속의 멀티미디어 이동통신을 구현하기 위해 현재 사용되는 변조 방식 중 가장 효율적인 변조 방식이다.
- <8> 또한, 이동통신 채널의 열악한 환경하에서 신뢰성 있는 멀티미디어 통신이 이루어지려면 터보 부호 같은 강력한 오류 정정 부호가 사용되어야 한다.
- <9> 그런데, 터보 부호는 연판정 복호가 요구되며, 직교진폭변조 신호는 위상 뿐만 아니라 진폭에도 정보가 실리기 때문에 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호 알고리즘이 필요하다.
- <10> 이하에서, 종래 기술에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 알고리즘에 대해 상세히 살펴본다.



<11> M진 직교진폭변조에서 직교진폭변조 신호의 심볼  $x$ 는 M개의 신호 심볼  $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$  값 중 하나를 가지며, 각각의 심볼  $x_i$ 는  $\{c_1, c_2, \dots, c_k\}$ 의 k비트로 구성된다.

<12> 여기서,  $M=2^k$  이며, 각 심볼을 구성하는 비트  $c_i$  는 +1 또는 -1의 값을 갖고, 이때 +1과 -1은 각각 1/2의 동일한 확률로 발생한다고 가정한다.

<13> 일반적으로 직교진폭변조의 송신 신호( $x$ )가  $a$ 라는 채널 상태를 통과하여 잡음( $n$ )이 더해져 수신기에서  $y$ 로 수신된다면 수신 신호( $y$ )는 아래의 수학적 식 1과 같이 나타낼 수 있다.

<14> **【수학적 식 1】** 
$$y = ax + n$$

<15> 위의 수학적 식 1에서  $a$ 는 채널이득으로 직교진폭변조 신호의 심볼 지속시간 동안 일정한 값을 가지며,  $n$ 은 가산성 백색잡음(AWGN)이다.

<16> 수신단의 채널 추정기가 채널을 추정하게 되면 채널 추정값  $(\hat{a})$ 은 아래의 수학적 식 2와 같이 나타낼 수 있다.

<17> **【수학적 식 2】** 
$$\hat{a} = a + e$$

<18> 위의 수학적 식 2에서  $e$ 는 채널 추정 오류로 가우시안 분포를 갖는다고 가정될 수 있다.

<19> 그런데, 채널추정 오류를 고려하지 않는다면 즉,  $e=0$  이면,  $(\hat{a}) = a$ 가 되고

, 이 경우 비트 판정을 위한 대수 우도비(log likelihood ratio)는 아래의 수학적 식 3 과 같이 나타낼 수 있다.

&lt;20&gt;

+1

$$\gamma(c_i) = \ln \sum_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \exp\left(-\frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{\sigma_n^2}\right) - \ln \sum_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \exp\left(-\frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{\sigma_n^2}\right) \geq 1$$

【수학적 식 3】

-1

<21> 위의 수학적 식 3으로부터 채널 추정 오류를 고려하지 않은 연판정 복호시 일관화된 대수 우도비 알고리즘은 아래 수학적 식 4 로 나타낼 수 있다.

&lt;22&gt; 【수학적 식 4】

+1

$$\tilde{\gamma}(c_i) = \min_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} |y - \hat{a}x^-|^2 - \min_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} |y - \hat{a}x^+|^2 \geq 0$$

-1

&lt;23&gt;

여기서, 기준신호  $x^+$  는 심볼 x를 구성하는 비트중  $c_i = +1$ 인 경우를 포함한 심볼 x를 나타내며, 기준신호  $x^-$  는 심볼 x를 구성하는 비트중  $c_i = -1$ 인 경우를 포함한 심볼 x를 나타낸다.

<24> 도 1은 일반적인 직교진폭 변조 신호의 연판정 복호기의 구성을 도시한 블록도이다.

- <25> 도 1에 도시된 바와 같이, 연판정 복호기는 대수 우도비 계산장치(10), 감산기(20), 및 비교기(30)를 포함한다.
- <26> 대수 우도비 계산장치(10)는 - 신호와 + 신호에 대해 위의 수학식 3 또는 수학식 4와 같은 대수 우도비를 계산하고, 감산기(20)는 + 신호와 - 신호에 의해 계산된 대수 우도비 차를 계산한다. 그리고, 비교기(30)는 감산기(20)로부터 대수 우도비 차에 대한 계산결과를 입력받아 대수 우도비 차에 대한 양수/음수의 비교 결과에 따라 직교진폭변조 신호의 연판정 값을 각각 (+) 또는 (-)로 결정한다.
- <27> 도 2는 종래 기술에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 구성을 도시한 블록도이다.
- <28> 도 2에 나타나 있듯이, 종래 기술에 따른 대수 우도비 계산 장치는, 곱셈기(11), 감산기(12), 제공기(13), 비교기(14)를 포함한다.
- <29> 여기서, 곱셈기(11)는 기준신호와 채널 추정 오류를 고려하지 않은 채널 상태  $(\hat{a})$  를 승산하고, 감산기(12)는 곱셈기(11)의 출력 신호와 수신 신호를 감산하며, 제공기(13)는 감산기(12)의 출력 신호를 제공하고, 비교기(14)는 제공기(13)의 출력 신호를 비교한다.
- <30> 도 2는 위의 수학식 4에서 전(前) 항 또는 후(後) 항에 해당하는 대수 우도비 계산 장치에 대한 구성을 나타낸 것이다.
- <31> 따라서, 연판정 복호를 위한 전체 구성은 도 1에 도시된 바와 같이 도 2의 대수 우도비 계산장치를 두 개로 구성하여 감산기(20)에서 대수 감산한 후, 비교

기(30)가 감산기(20)의 감산 결과가 0보다 크면 1로, 0보다 작으면 -1로 직교진폭변조 신호의 연판정 값을 결정한다.

<32> 그런데, 종래 기술에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치는 채널 추정 오류를 고려하지 않았기 때문에 실제로 존재하는 채널 추정 오류를 완전히 반영하지 못한채 신호 복원이 이루어진다.

<33> 따라서, 직교진폭변조 신호와 같이 진폭에도 정보가 실리는 변조 방식에서는 최적의 신호 복원을 위해 채널 추정 오류를 고려하여 복호가 이루어진다. 그런데, 종래 기술에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치는 채널 추정 오류를 완전히 반영하지 못하고 복호가 이루어지므로 직교진폭변조의 수신 신호에 대한 연판정 복호 성능이 떨어진다는 문제점이 있다.

#### 【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<34> 본 발명은 위의 문제점을 해결하기 위한 것으로, 본 발명의 목적 채널 추정 오류를 고려한 대수 우도비 알고리즘을 구현하여 최적의 신호 복원을 수행함으로써 수신 신호의 복호 성능 향상을 위한 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법을 제공하는 것이다.

#### 【발명의 구성 및 작용】

<35> 상기한 바와 같은 목적을 실현하기 위한 본 발명에 따른 연판정 복호기의 특징은, 직교진폭변조 신호를 연판정 복호하기 위해 수신기로부터 입력되는 잡음이 포함된 수신 신호( $y$ )를 이용하고, 채널 추정 오류를 반영하여 + 신호와 - 신호의 대수 우도비를 계산하는 복수 개의 대수 우도비 계산 장치; 상기 복수 개의

대수 우도비 계산 장치로부터 출력되는 + 신호와 - 신호의 대수 우도비의 차를 결정하는 감산기; 및 상기 감산기의 대수 우도비 차에 대한 계산결과를 입력받아 그 계산 결과가 양수/음수인지에 따라 직교진폭변조 신호를 각각 양(+) 또는 음(-)으로 결정하는 비교기를 포함한다.

<36> 한편, 본 발명에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 특징은, 수신단에서 추정된 채널 추정값  $(\hat{a})$  을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈하는 M개의 곱셈기; 상기 곱셈기에서 계산된 M개의 곱셈값을 입력받아 그 곱셈값과 상기 수신기로부터 입력되는 수신 신호(y)를 감산하는 M개의 감산기; 상기 감산기에서 계산된 M개의 감산값을 각각 제공하는 M개의 제1 제공기; 상기 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 이를 각각 제공하는 M개의 제2 제공기; 상기 제2 제공기로부터 입력되는 M개의 기준신호에 대한 곱셈값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $P$ )와 더하는 M개의 덧셈기; 상기 제1 제공기로부터 입력되는 M개의 곱셈값을 상기 덧셈기로부터 입력되는 M개의 덧셈 값으로 나누어 주는 M개의 제산기; 및 상기 제산기에서 입력되는 M개의 제산값들 중에서 최소 값을 선택하여 대수 우도비를 출력하는 비교기를 포함한다.

<37> 본 발명에 따른 연판정 복호시 대수 우도비 계산 방법의 특징은, a) 수신단에서 추정된 채널 추정값  $(\hat{a})$  을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신

호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈한 후, 그 곱셈값을 입력받아 상기 수신단으로부터 입력되는 수신 신호( $y$ )를 감산하는 단계; b) 상기 a) 단계에서 계산된 감산값과 상기 기준신호( $x_i$ )를 각각 제공하는 단계; c) b) 단계를 통해 입력되는 상기 기준신호에 대한 제공값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널 추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )와 가산하는 단계; d) 상기 b) 단계를 통해 입력되는 감산값을 제공한 값을 상기 c) 단계에서 가산한 가산값으로 나누는 단계; 및 e) 상기 d) 단계에서 입력되는 값들 중에서 최소 값을 선택하여 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호시 대수 우도비를 출력하는 단계를 포함한다.

<38> 위에서, 채널 추정 오류를 고려한 최종적인 대수 우도비는 하기한 수학식 15로 나타난다.

<39> 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명을 용이하게 실시할 수 있는 바람직한 실시예를 상세히 설명하면 다음과 같다.

<40> 도 3은 본 발명에 따른 실시예의 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 구성을 도시한 도면이다.

<41> 도 3에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 실시예의 대수 우도비 계산 장치(100)는 M개의 곱셈기(111), 감산기(112), 제1 및 제2 제공기(113, 121), 덧셈기(122), 제산기(123), 비교기(114)를 포함한다.

<42> 그런데, 본 발명에 따른 실시예의 대수 우도비 계산 장치는 채널 추정 오류

를 고려하지 않는 도 2와 비교해 볼 때, 채널 추정 오류를 완전히 반영한 복호를 수행하기 위해 제2 제공기(121), 덧셈기(122), 및 제산기(123)를 더 포함하고 있다.

<43>

M개의 곱셈기(111)는 수신단에서 추정한 채널 추정값  $(\hat{a})$  을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈하고, M개의 감산기(112)는 곱셈기(111)에서 계산된 M개의 곱셈값을 입력받아 그 곱셈값과 수신기로부터 입력되는 수신 신호(y)를 감산한다.

<44>

그리고, M개의 제1 제공기(113)는 감산기(112)에서 계산된 M개의 감산값을 각각 제공하고, M개의 제2 제공기(121)는 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 이를 각각 제공한다.

<45>

M개의 덧셈기(122)는 제2 제공기(121)로부터 입력되는 M개의 기준신호에 대한 제공값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )와 더한다.

<46>

M개의 제산기(123)는 제1 제공기(113)로부터 입력되는 M개의 제공값을 덧셈기(122)로부터 입력되는 M개의 덧셈 값으로 나누어 주고, 비교기(114)는 제산기(123)에서 입력되는 M개의 제산값들 중에서 최소 값을 선택하여 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호시 대수 우도비를 출력한다.

<47>

이와 같이 구성되는 2개의 대수 우도비 계산 장치를 갖는 연판정 복호기는, 도 1을 참고하면 감산기에서 각 대수 우도비 계산 장치(100)로부터 출력되는 + 신호와 - 신호의 대수 우도비의 차를 결정하고, 비교기(114)에서 감산기(112)의

대수 우도비 차에 대한 계산결과를 입력받아 그 계산 결과가 양수/음수인지에 따라 직교진폭변조 신호를 각각 양(+) 또는 음(-)으로 결정한다.

<48> 이러한 연판정 복호기는 수신기로부터 잡음이 포함된 수신신호( $y$ )를 수신하고, 아울러 수신단의 채널 추정기에서 추정한 채널 추정값( $\hat{a}$ )을 수신한다. 그리고, 연판정 복호기는 송신단에서 송신한 신호인 기준신호( $x$ )를 입력받고, 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )를 입력받아 기존에 비해 성능이 개선된 연판정 복호신호를 출력한다.

<49> 이와 같이 구성되는 연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치의 동작을 수학적식을 이용하여 살펴보면 다음과 같다.

<50> 위에서 언급한 수학적식 2에서 채널 추정 오류가 존재할 때, 채널 추정 오류에 대한 고려가 필요하다. 수학적식 1과 수학적식 2에서 가산성 백색잡음( $n$ )과 채널 추정 오류( $e$ )는 서로 독립적이며, 각각 I 채널과 Q 채널에 대해 고려되어야 하므로  $n$ 과  $e$ 는 각각 2차원 분포를 가지게 된다.

<51> 따라서, 수신 신호( $y$ )와 채널 추정값( $\hat{a}$ )은 다음 수학적식 5와 같은 결합 확률 밀도 함수를 갖는다.



&lt;52&gt; 【수학식 5】

$$\begin{aligned}
 p(y, \hat{a}|x) &= \frac{1}{\pi \sigma_n^2} \exp\left(-\frac{|y-ax|^2}{\sigma_n^2}\right) \frac{1}{\pi \sigma_e^2} \exp\left(-\frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2}\right) \\
 &= \frac{1}{\pi^2 \sigma_n^2 \sigma_e^2} \exp\left[-\left(\frac{|y-ax|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2}\right)\right]
 \end{aligned}$$

<53> 수학식 5를 이용하여 M진 직교진폭변조 신호 심볼의 i번째 비트에 대한 대수 우도비를 구하면 아래 수학식 6과 같다.

&lt;54&gt; 【수학식 6】

$$\begin{aligned}
 \gamma(c_i) &= \ln \frac{p(y, \hat{a}|c_i=+1)}{p(y, \hat{a}|c_i=-1)} \\
 &= \ln \frac{\sum_{c_1} \cdots \sum_{c_{i-1}} \sum_{c_{i+1}} \cdots \sum_{c_k} p(y, \hat{a}|c_1, \dots, c_i=+1, \dots, c_k)}{\sum_{c_1} \cdots \sum_{c_{i-1}} \sum_{c_{i+1}} \cdots \sum_{c_k} p(y, \hat{a}|c_1, \dots, c_i=-1, \dots, c_k)} \\
 &= \ln \frac{\sum_{x^+ \in \{x|c_i=+1\}} p(y, \hat{a}|x^+)}{\sum_{x^- \in \{x|c_i=-1\}} p(y, \hat{a}|x^-)} \geq 1
 \end{aligned}$$

<55> 위의 수학식 5를 이용하여 수학식 6을 다시 계산하면 아래 수학식 7이 된다.

&lt;56&gt; 【수학식 7】

$$\gamma(c_i) = \ln \frac{\sum_{x^+ \in \{x|c_i=+1\}} \exp\left[-\left(\frac{|y-ax^+|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2}\right)\right]}{\sum_{x^- \in \{x|c_i=-1\}} \exp\left[-\left(\frac{|y-ax^-|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2}\right)\right]} \geq 1$$

<57> 수학적 7로부터 임계값을 뽑아내기 위하여 일반화된 우도비(generalized likelihood ratio) 개념을 도입하여야 한다.

<58> 일반화된 대수 우도비는  $a$ 라는 채널 상태에 대하여 최대화되는 다음 수학적 8로 구할 수 있다.

<59> 【수학적 8】

$$\tilde{\gamma}(c_i) = \ln \frac{\max_a \left\{ \sum_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^+|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\}}{\max_a \left\{ \sum_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^-|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\}} \geq 1$$

<60> 여기서, 지수함수는 증가함수이기 때문에 수학적 8에서 가장 큰 지수(exponent)가 지배적이게 되어 수학적 8은 다음 수학적 9와 같이 다시 쓸 수 있다.

<61> 【수학적 9】

$$\begin{aligned} & \max_a \left\{ \sum_{x^{\pm} \in \{x: c_i = \pm 1\}} \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^{\pm}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} \\ & \approx \max_a \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y - a\tilde{x}(a)|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} \\ & = \max_a \left\{ \max_{x^{\pm} \in \{x: c_i = \pm 1\}} \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^{\pm}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} \right\} \\ & = \max_{x^{\pm} \in \{x: c_i = \pm 1\}} \left\{ \max_a \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^{\pm}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} \right\} \end{aligned}$$

<62>

$$\tilde{x}(a) = \arg \max_{x^{\pm} \in \{x: c_i = \pm 1\}} \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^{\pm}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\}$$

여기서,

로서 수학적 9

에서 지배적인 항에 해당하는 심볼이다.

&lt;63&gt;

수학식 9에서  $\max_a \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y-ax|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\}$  을 구하는 것은 다음 수

학식 10을 최대화 시키는 것과 같다.

&lt;64&gt;

$$H_{y, \hat{a}}(a) = - \left( \frac{|y-ax|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2} \right)$$

【수학식 10】

&lt;65&gt;

수학식 10을 최대화 시키는  $a$ 는  $a$ 에 대하여 편미분하여 다음 수학식 11로 구할 수 있다.

&lt;66&gt;

$$\frac{\partial H_{y, \hat{a}}(a)}{\partial a} = - \left( \frac{(\hat{a}-a)^*(-1)}{\sigma_e^2} + \frac{(y-ax)^*(-x)}{\sigma_n^2} \right) = 0$$

【수학식 11】

&lt;67&gt;

수학식 11을 풀면 수학식 12가 된다.

&lt;68&gt;

$$a_{ML} = \frac{x^* y \sigma_e^2 + \hat{a} \sigma_n^2}{|x|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2}$$

【수학식 12】

&lt;69&gt;

【수학식 13】

$$\max_a \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y-ax|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a}-a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} = \exp \left( - \frac{|y-\hat{a}x|^2}{|x|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right)$$

&lt;70&gt;

수학식 12로부터 수학식 13을 구하고, 이렇게 구한 수학식 13을 이용하여 수학식 9를 다시 계산하면 수학식 14가 된다.

&lt;71&gt;

$$\begin{aligned} & \max_a \left\{ \max_{x^\pm \in \{x: c_i = \pm 1\}} \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{|y - ax^\pm|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|\hat{a} - a|^2}{\sigma_e^2} \right) \right] \right\} \right\} \\ &= \max_{x^\pm \in \{x: c_i = \pm 1\}} \left\{ \exp \left[ - \frac{|y - \hat{a}x^\pm|^2}{|x^\pm|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right] \right\} \end{aligned}$$

【수학식 14】

&lt;72&gt;

최종적으로 수학식 14를 이용하면 위의 수학식 8은 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호시 일반화된 대수 우도비로서 수학식 15가 된다.

&lt;73&gt; 【수학식 15】

$$\begin{aligned} \tilde{\gamma}(c_i) &\approx \ln \frac{\max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \exp \left( - \frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{|x^+|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}}{\max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \exp \left( - \frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{|x^-|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}} \geq 1 \\ &= \max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ - \frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{(|x^+|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} - \max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ - \frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{(|x^-|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} \geq 0 \\ &= \min_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{|x^-|^2 + \rho} \right\} - \min_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{|x^+|^2 + \rho} \right\} \geq 0 \end{aligned}$$

+1

-1

&lt;74&gt;

수학식 15에서  $\rho = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2}$  이며 이는 다음 수학식 16으로 구할 수 있다.

&lt;75&gt;

$$\rho = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2} = \frac{BW_n}{BW_e}$$

【수학식 16】

- <76> 수학식 16에서  $BW_n$  은 직교진폭변조 신호 심볼 잡음 대역폭이고,  $BW_e$  는 채널추정 필터 잡음의 대역폭이다.
- <77> 이와 같이, 수학식 15로 나타나는 최종적인 대수 우도비는 제2 제공기(121)가 기준 신호( $x_i$ )를 제공하고, 덧셈기(122)에서 제2 제공기(121)의 제공값을 직교진폭변조 신호 심볼 잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭의 비( $\rho$ )와 더한다.
- <78> 그후, 제산기(123)에서 덧셈기(122)로부터 출력되는 신호와 제1 제공기(113)로부터 출력되는 신호를 제산하고, 비교기(114)가 제산기(123)의 출력 신호를 비교 처리함으로써 최적의 신호 복원을 통하여 채널 추정 오류를 고려한 대수 우도비를 출력한다.
- <79> 결국, 도 3에 도시된 대수 우도비 계산 장치는 수학식 15로 나타나는 직교진폭변조 신호의 연판정 복호시 대수 우도비를 구현하는 것이다.
- <80> 여기서, 기준신호  $x^+$  는 심볼  $x$ 를 구성하는 비트중  $c_i = +1$ 인 경우를 포함한 심볼  $x$ 를 나타내며, 기준신호  $x^-$  는 심볼  $x$ 를 구성하는 비트중  $c_i = -1$ 인 경우를 포함한 심볼  $x$ 를 나타낸다.
- <81> 도 4는 도 2에 도시되어 있는 종래 대수 우도비 계산 장치에 의한 터보 부호화된 64-직교진폭변조 신호의 복호시 비트 오류 확률 성능의 모의 실험 결과를 나타낸 것이다. 그리고, 도 5는 도 3에 도시되어 있는 본 발명에 따른 실시예의 대수 우도비 계산 장치에 의한 터보 부호화된 64-직교진폭변조 신호의 복호시 비트 오류 확률 성능의 모의 실험 결과를 나타낸 것이다.

<82>  $P=10\text{dB}$ 와  $13\text{dB}$ 를 가정하면, 도 4와 도 5의 그래프를 비교해 볼 때, 도 5에 도시된 본 발명에 따른 실시예의 대수 우도비 계산 장치는 종래 대수 우도비 계산장치보다 같은 비트 오류 확률 성능을 얻기 위하여(예를들어,  $10^{-5}$ ) 약  $1\text{ dB}$  이상의 신호 전력 이득을 가지므로 연판정 복호 성능이 개선됨을 알 수 있다.

<83> 이러한 연판정 복호 성능의 개선 현상은 수학식 15와 수학식 4와 비교하여 보면 수학식 15의 분모에는 채널추정 오류를 고려한 항들이 들어있기 때문임을 알 수 있다.

<84> 따라서, 수학식 4는 채널 추정 오류를 고려하지 않았기 때문에 실제로 존재하는 채널 추정 오류를 완전히 반영하지 못하고 복호가 이루어지나, 수학식 15는 채널 추정 오류를 완전히 반영한 복호가 이루어져 신호 복원시 성능 향상이 가능하여 신호대 잡음비의 개선이 이루어진다.

<85> 상기 도면과 발명의 상세한 설명은 단지 본 발명의 예시적인 것으로서, 이는 단지 본 발명을 설명하기 위한 목적에서 사용된 것이지 의미한정이나 특허청구범위에 기재된 본 발명의 범위를 제한하기 위하여 사용된 것은 아니다. 그러므로 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

#### 【발명의 효과】

<86> 이상과 같이 본 발명에 의한 연판정 복호기, 및 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치 및 그 방법은 일반화된 대수 우도비를 이용하여 채널 추정 오류를 반

1020020055302

출력 일자: 2003/9/3

영한 연판정 신호 복호가 이루어져 최적의 신호 복원을 통하여 수신 신호 복호 성능이 향상되고, 아울러 신호대 잡음비가 개선될 수 있는 효과가 있다.

## 【특허청구범위】

## 【청구항 1】

직교진폭변조 신호를 연판정 복호하기 위해 수신기로부터 입력되는 잡음이 포함된 수신 신호( $y$ )를 이용하고, 채널 추정 오류를 반영하여 + 신호와 - 신호의 대수 우도비를 계산하는 복수 개의 대수 우도비 계산 장치;

상기 복수 개의 대수 우도비 계산 장치로부터 출력되는 + 신호와 - 신호의 대수 우도비의 차를 결정하는 감산기; 및

상기 감산기의 대수 우도비 차에 대한 계산결과를 입력받아 그 계산 결과가 양수/음수인지에 따라 직교진폭변조 신호를 각각 양(+) 또는 음(-)으로 결정하는 비교기

를 포함하는 연판정 복호기.

## 【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 대수 우도비 계산 장치는,

상기 수신단에서 추정된 채널 추정값( $\hat{a}$ )을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈하는 M개의 곱셈기;

상기 곱셈기에서 계산된 M개의 곱셈값을 입력받아 그 곱셈값과 상기 수신기로부터 입력되는 수신 신호( $y$ )를 감산하는 M개의 감산기;

상기 감산기에서 계산된 M개의 감산값을 각각 제공하는 M개의 제1 제공기;



상기 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 이를 각각 제공하는 M개의 제2 제공기;

상기 제2 제공기로부터 입력되는 M개의 기준신호에 대한 제공값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )와 더하는 M개의 덧셈기;

상기 제1 제공기로부터 입력되는 M개의 제공값을 상기 덧셈기로부터 입력되는 M개의 덧셈 값으로 나누어 주는 M개의 제산기; 및

상기 제산기에서 입력되는 M개의 제산값들 중에서 최소 값을 선택하여 대수 우도비를 출력하는 비교기

를 포함하는 연판정 복호기.

### 【청구항 3】

수신단에서 추정한 채널 추정값( $\hat{a}$ )을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈하는 M개의 곱셈기;

상기 곱셈기에서 계산된 M개의 곱셈값을 입력받아 그 곱셈값과 상기 수신기로부터 입력되는 수신 신호( $y$ )를 감산하는 M개의 감산기;

상기 감산기에서 계산된 M개의 감산값을 각각 제공하는 M개의 제1 제공기;

상기 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 이를 각각 제공하는 M개의 제2 제공기;

상기 제2 제공기로부터 입력되는 M개의 기준신호에 대한 제공값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )와 더하는 M개의 덧셈기;

상기 제1 제공기로부터 입력되는 M개의 제공값을 상기 덧셈기로부터 입력되는 M개의 덧셈 값으로 나누어 주는 M개의 제산기; 및

상기 제산기에서 입력되는 M개의 제산값들 중에서 최소 값을 선택하여 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호시 대수 우도비를 출력하는 비교기

를 포함하는 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치.

#### 【청구항 4】

제 3 항에 있어서,

상기 비교기에서 출력되는 대수 우도비는 아래 수학과 같음;

$$\begin{aligned} \tilde{\gamma}(c_i) &\approx \ln \frac{\max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \exp \left( -\frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{|x^+|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}}{\max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \exp \left( -\frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{|x^-|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}} \geq 1 \\ &= \max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ -\frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{(|x^+|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} - \max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ -\frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{(|x^-|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} \geq 0 \\ &\quad +1 \\ &= \min_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{a}x^-|^2}{|x^-|^2 + \rho} \right\} - \min_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{a}x^+|^2}{|x^+|^2 + \rho} \right\} \geq 0 \\ &\quad -1 \end{aligned}$$

여기서,  $\rho = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2} = \frac{BW_n}{BW_e}$ ,  $BW_n$  은 직교진폭변조 신호 심볼 잡음 대역폭,  
 $BW_e$  는 채널추정 필터 잡음의 대역폭임;

을 특징으로 하는 연판정 복호시 대수 우도비 계산 장치.

## 【청구항 5】

- a) 수신단에서 추정된 채널 추정값 ( $\hat{a}$ )을 수신하고, 송신단에서 송신한 신호인 M개의 기준신호( $x_i$ )를 입력받아 각 기준신호를 곱셈한 후, 그 곱셈값을 입력받아 상기 수신단으로부터 입력되는 수신 신호(y)를 감산하는 단계;
- b) 상기 a) 단계에서 계산된 감산값과 상기 기준신호( $x_i$ )를 각각 제공하는 단계;
- c) b) 단계를 통해 입력되는 상기 기준신호에 대한 제공값을 직교진폭변조 신호의 심볼잡음 대역폭과 채널추정 필터 잡음의 대역폭비( $\rho$ )와 가산하는 단계;
- d) 상기 b) 단계를 통해 입력되는 감산값을 제공한 값을 상기 c) 단계에서 가산한 가산값으로 나누는 단계; 및
- e) 상기 d) 단계에서 입력되는 값들 중에서 최소 값을 선택하여 채널 추정 오류를 고려한 연판정 복호시 대수 우도비를 출력하는 단계를 포함하는 연판정 복호시 대수 우도비 계산 방법.

## 【청구항 6】

제 3 항에 있어서,

상기 e) 단계에서 대수 우도비를 출력하는 단계는 아래 수학적식과 같음;

$$\tilde{\gamma}(c_i) \approx \ln \frac{\max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \exp \left( -\frac{|y - \hat{ax}^+|^2}{|x^+|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}}{\max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \exp \left( -\frac{|y - \hat{ax}^-|^2}{|x^-|^2 \sigma_e^2 + \sigma_n^2} \right) \right\}} \geq 1$$

$$= \max_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ -\frac{|y - \hat{ax}^+|^2}{(|x^+|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} - \max_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ -\frac{|y - \hat{ax}^-|^2}{(|x^-|^2 + \rho) \sigma_e^2} \right\} \geq 0$$

+1

$$= \min_{x^- \in \{x: c_i = -1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{ax}^-|^2}{|x^-|^2 + \rho} \right\} - \min_{x^+ \in \{x: c_i = +1\}} \left\{ \frac{|y - \hat{ax}^+|^2}{|x^+|^2 + \rho} \right\} \geq 0$$

-1

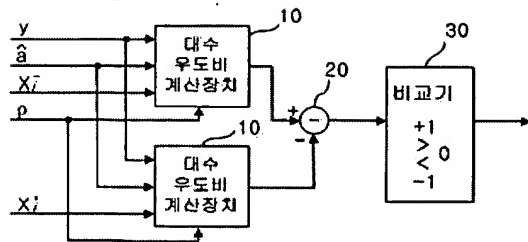
여기서,  $\rho = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2} = \frac{BW_n}{BW_e}$ ,  $BW_n$  은 직교진폭변조 신호 심볼 잡음 대역폭,

$BW_e$  는 채널추정 필터 잡음의 대역폭임;

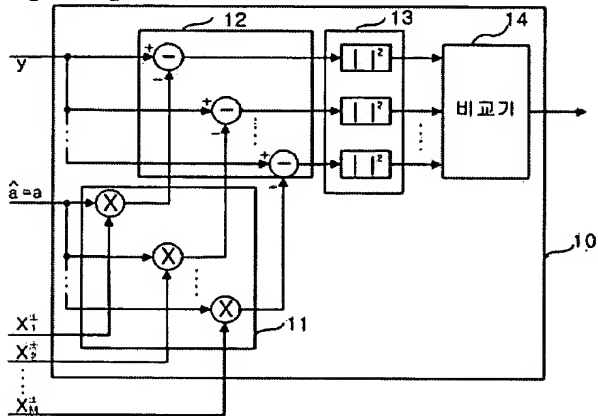
을 특징으로 하는 연판정 복호시 대수 우도비 계산 방법.

## 【도면】

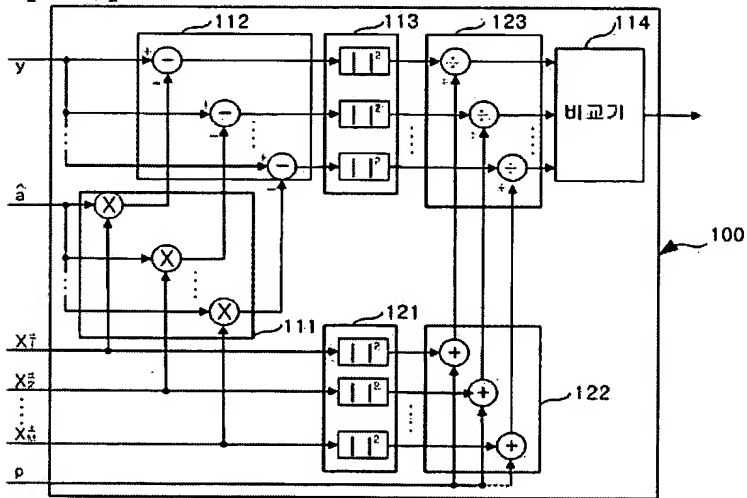
【도 1】



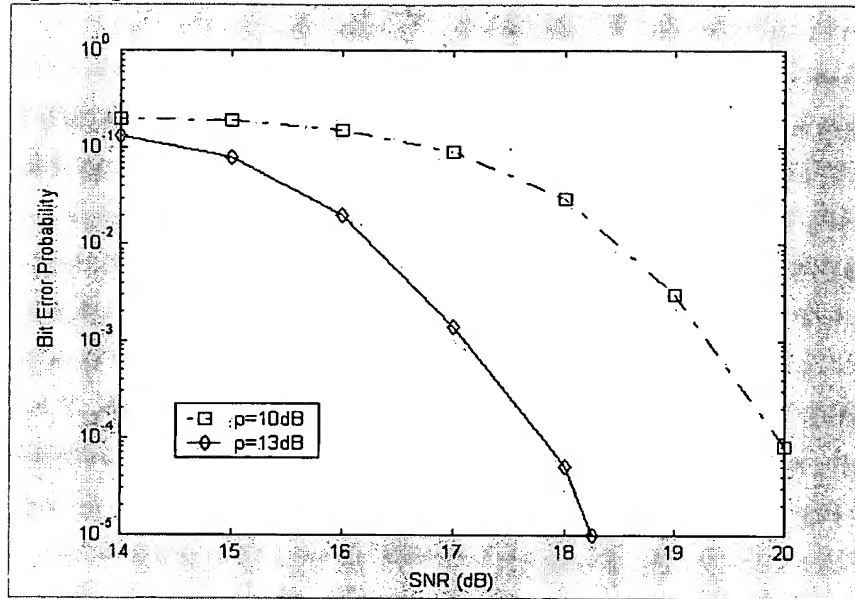
【도 2】



【도 3】



【도 4】



【도 5】

